


# MOTOR CONTROLLER

**Patent number:** JP10323099  
**Publication date:** 1998-12-04  
**Inventor:** KANEKO SATORU; MASAKI RYOZO  
**Applicant:** HITACHI LTD  
**Classification:**  
 - international: **H02P6/18; H02P21/00; H02P6/14; H02P21/00; (IPC1-7): H02P21/00; H02P7/05; H02P7/63**  
 - european: H02P6/18H; H02P21/00  
**Application number:** JP19970130690 19970521  
**Priority number(s):** JP19970130690 19970521

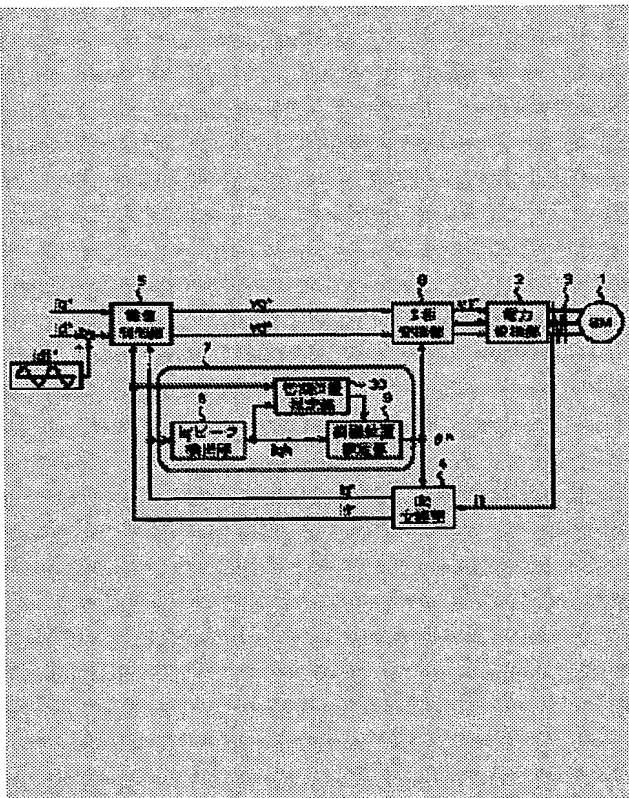
Also published as:

 US6005365 (A1)

Report a data error here

## Abstract of JP10323099

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To presume the position of a magnetic pole of a synchronous motor with a simple method and a high accuracy, by detecting with a predetermined phase a current of other orthogonal shaft flowing by an assuming signal, and by performing multiplying operation. **SOLUTION:** Magnetic pole position assuming means 7 detects a detected value  $i_{qh}$  by a q-axis current detected value  $i_q$  peak detecting section 8, and an assumed value  $\theta$  is calculated by a magnetic pole position assuming section 9. Then, amplitude of the detected value  $i_q'$  appearing at a constant phase time for an assuming signal  $i_{d1}^*$  becomes smaller for each correction, and the amplitude of the detected value  $i_q'$  becomes zero when the magnetic pole position  $\theta$  of a synchronous motor 1 and an assumed value  $\theta$  coincide. By doing this, the magnetic pole position can be assumed easily at a high accuracy.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-323099

(43) 公開日 平成10年(1998)12月4日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>  
H02P 21/00  
7/05  
7/63 303

F I  
H02P 5/408 C  
7/63 303 V  
7/00 501

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全10頁)

(21) 出願番号 特願平9-130690

(22) 出願日 平成9年(1997)5月21日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 金子 悟

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(72) 発明者 正木 良三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株

式会社日立製作所日立研究所内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

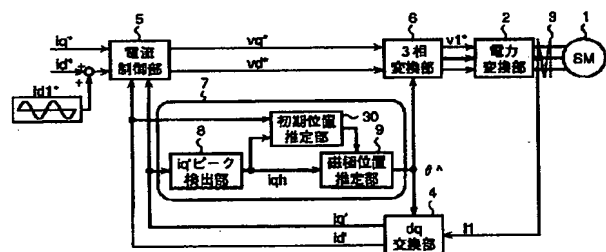
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 簡易な演算方法すなわち短い演算時間により、高精度に同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 推定用信号  $id1^*$  を印加し、 $iq'$  ピーク検出部8により  $iq'$  のピーク値  $iqh$  を検出する。さらに、磁極位置推定部9において  $iqh$  を入力として乗算演算を行い、同期モータ1の磁極位置を推定する。

図 1



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記磁極位置推定手段は、前記推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号に対して、所定の位相のタイミングで検出された前記電流あるいは電圧の値を用いて前記磁極位置を推定することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】請求項 1 記載において、前記所定の位相は予め定められた一定の位相であることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記磁極位置推定手段は、前記推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号の 1 / 2 周期毎に前記電流あるいは電圧を検出し、該検出値の変化量から前記磁極位置を推定することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】請求項 1 ないし請求項 3 記載のいずれかにおいて、前記推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号の周期を前記モータ制御装置のサンプリング周期の整数倍にすることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 5】電流制御系を有する直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、前記磁極位置推定手段は、前記直交する軸方向の電流の検出値から前記電流制御系の指令値を減算した値を用いて前記磁極位置を推定することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記磁極位置推定手段は、前記直交する軸方向の電流あるいは電圧に所定のゲインを乗算し、該乗算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 7】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記磁極位置推定手段は、前記直交する軸方向の電流あ

るいは電圧に対して比例および積分演算を行い、該演算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 8】請求項 7 記載において、前記磁極位置推定手段は前記積分演算の出力値に基づいて前記同期モータの回転速度を推定することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 9】請求項 7 記載において、前記直交する軸方向の電流あるいは電圧に対して微分相当の演算を行い、該演算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 0】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記磁極位置推定手段は、前記推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加した軸の電流あるいは電圧の振幅により、前記磁極位置推定値が磁極位置方向かあるいは該磁極位置方向に直交する方向かを判定する軸判定手段を備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 1】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記磁極位置推定手段は、前記磁極位置推定値が磁極位置方向かあるいは該磁極位置方向に直交する方向かを判定する軸判定手段と、前記磁極位置推定値が N 極方向かあるいは S 極方向かを判定する極性判定手段を備え、前記磁極位置推定値について前記軸判定手段により軸方向を判定した後に前記極性判定手段を実行することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 2】直交する 2 軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、

前記直交する 2 軸座標系の電圧指令から 3 相交流電圧指令に変換する位相は、3 相交流電流検出値から前記直交する 2 軸座標系の電流検出値に変換する位相に対して前記モータ制御装置の 1 サンプリング分進められることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 3】交流電流信号を回転座標 d 軸方向に印加し、該印加によって発生する回転座標 q 軸方向の帰還電流信号から収斂演算を実行して、同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、前記磁極位置推定手段は、前記交流電流信号に対して、所定の位相のタイミングで検出された前記回転座標 q 軸方向の帰還電流信号の値を用いて前記磁極位置を推定す

ることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 4】交流電流信号を回転座標 d 軸方向に印加し、該印加によって発生する回転座標 q 軸方向の帰還電流信号から収斂演算を実行して、同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、前記磁極位置推定手段は、前記回転座標 q 軸方向の帰還電流信号に所定のゲインを乗算し、該乗算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 5】交流電流信号を回転座標 d 軸方向に印加し、該印加によって発生する回転座標 q 軸方向の帰還電流信号から収斂演算を実行して、同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、前記磁極位置推定手段は、前記回転座標 q 軸方向の帰還電流信号に対して比例および積分演算を行い、該演算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正することを特徴とするモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、同期モータの回転子の磁極位置を推定し、磁極位置推定値により制御を行うモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】同期モータの磁極位置推定を行うモータ制御装置の従来技術としては、特開平7-245981号公報に開示されたものがある。

【0003】特開平7-245981号公報によれば、突極性を有する同期モータに印加している交番電圧ベクトルあるいは交番電流ベクトルに対し、平行成分および直交成分の電流ベクトルあるいは電圧ベクトルを検出し、各成分のうち少なくとも一方から印加ベクトルと磁束軸との相差角を演算し、得られた相差角から磁極位置を推定するものであると記載されている。

【0004】この方法では磁束軸に交番電圧を印加するので、モータにトルクを発生させることなく磁極位置を推定できるという利点がある。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来技術には、次の点で問題があった。

【0006】特開平7-245981号公報は、制御装置内で設定した直交する2軸座標系に交番電圧ベクトルあるいは交番電流ベクトルを印加して、それによって発生する電流ベクトルあるいは電圧ベクトルを検出し磁極位置を演算しているが、その際に用いている演算式は同期モータの電圧・電流方程式に基づくものであり、微分演算や除算等を行う必要があった。よって、演算時間が非常に長くなり、さらにはパラメータ誤差による磁極位置の推定精度の低下が考えられる。

【0007】そこで、本発明の目的は、簡易な演算方法

すなわち短い演算時間により、高精度に磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記目的は、直交する2軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、前記磁極位置推定手段が、前記推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号に対して、所定の位相のタイミングで検出された前記電流あるいは電圧の値を用いて前記磁極位置を推定することにより達成される。また、前記推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号の1/2周期毎に前記電流あるいは電圧を検出し、該検出値の変化量から前記磁極位置を推定することによっても上記目的は達成される。

【0009】さらに、直交する2軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する手段を有するモータ制御装置において、前記磁極位置推定手段が、前記直交する軸方向の電流あるいは電圧に所定のゲインを乗算し、該乗算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正することによっても上記目的は達成される。また、前記直交する軸方向の電流あるいは電圧に対して比例および積分演算を行うか、もしくは比例および積分および微分演算を行い、該演算結果に基づいて前記磁極位置の設定値を補正しても上記目的は達成される。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図を参照し説明する。

【0011】まず、直交する2軸座標系の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する方法の原理を説明する。

【0012】以下、推定用交流電流信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流により磁極位置を推定する方法を示すが、電圧を用いても同じ原理で推定が可能である。

【0013】また、直交する2軸のうち、同期モータの磁極方向をd軸、磁束方向に直交する方向をq軸とする。

【0014】まず、突極性 ( $L_d \neq L_q$ ) を有する同期モータの電圧方程式は

【0015】

【数1】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_a \end{bmatrix} \quad \dots (数1)$$

【0016】のように表される。但し、 $v_d, v_q = d$  軸電圧,  $i_d, i_q = d$  軸電流,  $R =$  電機子巻線抵抗,  $L_d, L_q = d$  軸インダクタンス,  $\omega =$  モータ周波数,  $\phi_a =$  界磁主磁束,  $p =$  微分演算子である。

【0017】また、停止状態では  $\omega = 0$  なので数式1は【0018】  
【数2】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 \\ 0 & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots (数2)$$

【0019】となる。

$d'q'$  軸電流検出値  $i_d', i_q'$  との間の電圧方程式は

【0020】さらに、同期モータの  $d$  軸と制御座標  $d'q'$  軸との間に図18に示すような位置誤差  $\Delta\theta$  が存在すると、制御座標  $d'q'$  軸電圧指令  $v_d^*, v_q^*$  と

10 【0021】  
【数3】

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R + pL_d)(\cos\Delta\theta)^2 + (R + pL_q)(\sin\Delta\theta)^2 & \frac{1}{2}p(L_d - L_q)\sin 2\Delta\theta \\ \frac{1}{2}p(L_d - L_q)\sin 2\Delta\theta & (R + pL_d)(\sin\Delta\theta)^2 + (R + pL_q)(\cos\Delta\theta)^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix}$$

... (数3)

【0022】となる。

【0024】

【0023】さらに、電流制御系を考慮して  $d'q'$  軸電圧指令  $v_d^*, v_q^*$  を

20 【数4】

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d & 0 \\ 0 & k_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* - i_d' \\ i_q^* - i_q' \end{bmatrix} \quad \dots (数4)$$

【0025】で表し、数式3に代入し変形すると、 $d$  軸電流指令  $i_d^*, i_q^*$  から  $d'q'$  軸電流検出値  $i_d', i_q'$  への伝達関数は

【0026】  
【数5】

$$\begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad \dots (数5)$$

【0027】の形で表される。但し、 $k_d, k_q$  は電流制御定数である。

令  $i_d^*$  から  $q$  軸電流検出値  $i_q'$  への伝達関数は数式5中の  $G_{21}$  のみとなり、伝達関数  $G_{21}$  は

【0028】ここで、 $q$  軸電流指令  $i_q^* = 0$  として  $d$  軸電流指令  $i_d^*$  のみに指令を与えた場合には、 $d$  軸電流指

【0029】  
【数6】

$$G_{21} = \frac{k_d \cdot p(-L_d + L_q) \sin 2\Delta\theta}{2k_d \cdot k_q + (pL_d + pL_q + 2R)(k_d + k_q) + 2p^2 L_d \cdot L_q + 2R(pL_d + pL_q + R) + (pL_q - pL_d)(k_d - k_q) \cos 2\Delta\theta}$$

... (数6)

【0030】のようになる。

【0031】数式6からわかるように同期モータの  $d$  軸と制御座標  $d'q'$  軸との間に位置誤差  $\Delta\theta$  が存在しなければ  $i_q'$  は発生しない。それに対して位置誤差  $\Delta\theta$  が存在すれば  $i_q^* = 0$  として  $i_d^*$  のみに指令を与えた場合でも  $i_q'$  が発生する。

【0032】よって、この原理を利用して  $i_d^*$  のみに高周波の指令を与え、それによって発生する  $i_q'$  を0になるように位相の補正を行えば、磁極位置を推定できることになる。

【0033】ここでは、 $d$  軸電流指令  $i_d^*$  に推定用信号を印加し、 $q$  軸電流検出値  $i_q'$  により磁極位置を推定し

ているが、 $q$  軸電流指令  $i_q^*$  に指令を印加し、 $d$  軸電流検出値  $i_d'$  により磁極位置を推定してもよい。

【0034】以上、直交する2軸座標の一方の軸方向に推定用交流電流信号あるいは推定用交流電圧信号を印加し、他方の直交する軸方向の電流あるいは電圧により同期モータの磁極位置を推定する方法の原理を説明した。続いて以下に、上記推定方法を簡易な演算方法でかつ高精度に実現する本発明の内容を説明する。

【0035】ここでは、 $d$  軸電流指令  $i_d^*$  に推定用信号  $i_{d1}^*$  を印加し  $q$  軸電流検出値  $i_q'$  により磁極位置を推定する方式について説明するが、本推定方式の原理は、 $q$  軸電流指令  $i_q^*$  に推定用信号を印加し  $d$  軸電流検出値

id' により磁極位置を推定する方式にも、あるいは電流の代わりに電圧を用いる方式にも適用可能である。

【0036】最初に、本発明の第1の実施形態であるモータ制御装置を図1を用いて説明する。

【0037】図1は、iq' のピーク値を検出して、そのピーク値により磁極位置を推定する方式のモータ制御装置の構成を示す図である。

【0038】モータ制御装置は、同期モータ1、電圧指令V1\*により交流電圧を発生する電力変換器2、電流検出器3、電流検出器3により検出されたモータ電流I1を磁極位置推定値 $\theta^*$ によりdq変換するdq変換部4、電流指令id\*, iq\*にd' q' 軸電流検出値id', iq' が追従するようにdq軸電圧指令vd\*, vq\*を演算する電流制御部5、dq軸電圧指令vd\*, vq\*を磁極位置推定値 $\theta^*$ により3相交流電圧指令V1\*に変換する3相変換部6から構成される。

【0039】ここで、先に説明したid\*からiq' までの伝達関数(数式6)の位置誤差 $\Delta\theta$ に対するゲイン特性及び位相特性を図16および図17に示す。

【0040】まず、ゲイン特性は図16に示すように、位置誤差 $\Delta\theta$ が大きくなるとid\*に対するiq' のゲインも大きくなり、 $\Delta\theta = \pm 45^\circ$  で最大となる。また、位相特性は図17に示すように、id\* とiq' の位相差は多少の変動はあるものの位置誤差 $\Delta\theta$ の大きさによらずほぼ一定で、 $\Delta\theta$ の符号により $180^\circ$  反転するのみである。

【0041】これらゲインと位相の特性により、id\* に対して所定の位相のタイミングでiq' を検出し得られた値に対して制御を行えば、位置誤差 $\Delta\theta$ は推定可能となることがわかる。(以下、推定に用いられるiq' の検出値をiqhとする。)以上の推定方式の原理は、図1に示す磁極位置推定手段7で実現できる。

【0042】なお、推定に用いられるiqhに関しては、推定用信号idl\*(以下、推定用信号はモータ制御用電流指令id\* と区別してidl\*とする。)に対してiq' がピークとなるような一定の位相時に検出すれば、簡単にかつ他の位相のタイミングよりも高精度に推定が行える。

【0043】図1の磁極位置推定手段7ではiq' ピーク検出部8によりiqh を検出し、得られた値を入力として磁極位置推定部9により推定値 $\theta^*$ を演算する。その時のidl\* とiq' の波形の例を図2に示す。

【0044】図2のように、idl\* に対してある一定の位相時に現れるiq' のピーク値を検出し、その検出値iqhにより推定値 $\theta^*$ を補正していく。以上のように制御すれば、iq' の振幅は補正毎に小さくなり、同期モータ1の磁極位置 $\theta$ と推定値 $\theta^*$ が一致したところでiq' の振幅は0となる。

【0045】以上のように、idl\*に対して一定の位相のタイミングでiq' の値を検出することにより、簡単に磁極位置を推定することができる。

【0046】なお、ここではiqh をiq' のピークとなる位相時に検出する方式を示したが、検出する位相のタイミングはiq' が0となる位相以外であれば、別に限定はされない。

【0047】ここで、上記のようなiq' のピーク値を検出する推定方式ではiqh の値が小さく推定精度に影響を及ぼす場合には、図3に示すようにiq' 変化量検出部10を設ける。iq' 変化量検出部10では、図4に示すようにidl\*の1/2周期毎にiq' の値を検出し、その1/2周期間の変化量をiqh とする。特に1/2周期毎に検出する位相のタイミングをiq' のピークと逆のピークに設定すれば、簡単にかつ正確にiqh を検出でき、結果的に推定値を高精度に推定できる。

【0048】また、iqh はidl\*に対するiq' の位相を計測し、所定の位相になったタイミングで検出されるが、推定用信号idl\*の周期を制御装置のサンプリング周期の整数倍に設定すれば、単にサンプリング回数を計測するだけで所定の位相のタイミングを計測することができる。

【0049】さらに、図1および図3に示すように制御座標d' q' 軸に電流制御系を有している場合は、検出値iq' にidl\*によって発生する成分とモータ制御用電流指令iq\*によって発生する成分を含んでいる。このような場合については、図5に示すようにiq\*は直流かあるいはかなり低い周波数の信号であり、数100Hzの高周波であるidl\*とは周波数の差が大きい。よって、iq' からiq\*の値を減算した値に基づいてiqhを求めるようにすれば、容易にiq' からidl\*印加によって発生した成分を抽出することができる。

【0050】以上が、本発明の第1の実施形態であり、上記のようにidl\*に対するiq' の所定の位相タイミングでiqh を検出することにより、容易にかつ高精度に磁極位置推定を行うことができる。

【0051】次に、本発明の第2の実施の形態である図1および図3に示す磁極位置推定部9について説明する。図6に磁極位置推定部の第1の構成例を示す。ここでは、図1のiq' ピーク検出部8および図3のiq' 変化量検出部10のいずれかを用いるとしてiqh検出部15としている。

【0052】まず、図16に示すid\*に対するiq' のゲイン特性について、位置誤差 $\Delta\theta$ に対するゲインを一次関数で近似した場合、図6に示すようにiqh と所定のゲインKpl の乗算16を行うことにより位置誤差の推定値 $\Delta\theta^*$ を求めることができる。そして、得られた $\Delta\theta^*$ で推定値を補正すれば現在の磁極位置の推定値を求めることができる。

【0053】ここで、近似誤差やパラメータ誤差等により1回の演算で正確な $\Delta\theta^*$ を得ることができず $\theta^*$ 補正後もiq' の振幅が0にならなかった場合でも、上記乗算演算と $\theta^*$ 補正を繰り返すことによりiq' の振幅を0に、すなわち推定値 $\theta^*$ を磁極位置 $\theta$ に一致させること

ができる。

【0054】以上のように本発明による推定方式では、乗算演算を1回行うだけで位置誤差の推定値 $\Delta\theta^*$ を推定することができ、さらには、乗算演算と位置補正を繰り返すことでパラメータ誤差に影響されない高精度な推定が可能となる。

【0055】ここで、図6に示す磁極位置推定部9の構成では、 $idl^*$ の1周期に1回だけ推定動作を行うことになるので、モータ速度が高くなるほど位置誤差 $\Delta\theta$ が大きくなっていく。そのような場合には磁極位置推定部9は図7に示す構成とする。

【0056】図7は磁極位置推定部の第2の構成例を示す図である。図7の構成では、検出した $iqh$ に対して $Kp2$ を乗算する比例演算17と積分演算18を行い、加算器19によりそれぞれの演算結果を加算し、その加算結果を位置誤差の推定値 $\Delta\theta^*$ とする。そして、 $\Delta\theta^*$ で $\theta^*$ を補正することにより磁極位置を推定する。

【0057】図7の構成では、積分演算18により $iqh$ が0になるようにサンプリング毎に $\theta^*$ が補正されるので、モータ速度が高くなった場合でも位置推定が可能となり、さらには図6の構成に比べて印加する $idl^*$ の大きさも低減できる。

【0058】次に、本発明の第3の実施の形態について説明する。

【0059】図8は速度制御部を有するシステムに磁極位置推定手段を用いた場合の構成を示す図である。図8では、速度推定値 $\omega m^*$ と速度指令 $\omega m^*$ が比較器20で突き合わされ、その偏差が速度制御部21に入力されてトルク指令 $\tau r^*$ が演算される。さらに、 $\tau r^*$ をトルク制御部22に入力して $id^*$ および $iq^*$ が演算される。

【0060】ここで、磁極位置推定部9は図7の構成とする。磁極位置推定部9を図7の構成にすれば、図8に示す速度推定部23は図9に示すような構成となる。これは、積分器18の出力がモータ速度情報を含んだ値になっているため、除算器25において積分器18の出力を定数 $KI$ で除算すれば速度推定値 $\omega m^*$ を得ることができる。

【0061】以上のように、磁極位置推定部9の積分器18の出力を除算する速度推定部23を設けることによりモータ速度が推定でき、図8に示すような速度制御系を構成することができる。

【0062】なお、磁極位置推定部9は、図10の第3の構成例に示すように、乗算器26で $iqh$ にゲイン $Kd1$ を乗算し、その演算結果を加算器27で推定値 $\theta^*$ に加算することにより、図11に示すような微分器28を加えた構成と同等の効果をj得ることができる。よって、 $iqh$ の0への収束速度を改善することができる。

【0063】次に、本発明の第4の実施の形態について説明する。

【0064】今まで説明してきた磁極位置推定方法は、

数式6に示される伝達関数の分子に含まれる $\sin(2\Delta\theta)$ を0にすることで推定を行っているので、推定可能範囲は $\pm 45^\circ$ ということになる。そこで、モータ始動時の初期位置推定時にはおおまかな位置さえもわからないので、先に説明した位置推定の後に、得られた $\theta^*$ がd軸かあるいはq軸かを判定する軸判定手段、さらには軸判定手段で得られたd軸方向がN極かあるいはS極かを判断する極性判定手段が必要となる。

【0065】ここで、図12のフローチャートを用いて、図1に示す初期位置推定部30の処理動作を説明する。

【0066】まず、ステップ101で推定用d軸電流信号 $idl^*$ が印加され、ステップ102において先に説明した磁極位置推定方式により $\theta^*$ が演算される。

【0067】その後ステップ103において軸判定処理が行われ、推定された $\theta^*$ がd軸と判定されたならば $\theta^*$ はそのまま保存される。それに対して推定された $\theta^*$ がq軸と判定されたならば $\theta^*$ は $+90^\circ$ もしくは $-90^\circ$ 補正されてd軸方向に修正される。この軸判定手段の方法については詳しく後述する。

【0068】さらに、ステップ103において $\theta^*$ がd軸に補正された後は、ステップ104において極性判定処理が行われ、モータの正確な磁極位置が $\theta^*$ かあるいは $\theta^*+180^\circ$ かが判定される。

【0069】この極性判定方法は一般に知られている磁気飽和特性を利用した方法を用いることができる。

【0070】以上のように初期位置推定部において、軸および極性の判定動作を順次行うことにより、磁極位置が全くわからないモータ始動時においても正確な磁極位置を推定することができる。

【0071】ここで、軸判定方式について詳しく説明する。

【0072】一般に突極型同期モータは $Ld \neq Lq$ の特性を有しており、d軸方向とq軸方向ではインダクタンスの値が異なる。よって、例えば $Ld < Lq$ であった場合は、図13に示すように同じ電流指令を印加してもd軸( $\theta = \theta^*$ )とq軸( $\theta = \theta^* \pm 90^\circ$ )では応答する電流の振幅が違ってくる。これは、d軸とq軸ではインダクタンスの値が異なるために電流制御系の応答時定数が異なることを原因とする。よって、推定用信号を印加し、応答する電流の振幅値を検出することにより軸を判定することができる。

【0073】なお、軸判定を行う際は軸の違いによる位相遅れの差異は応答する電流のピーク値を検出するにすれば無視できる位小さいので、振幅値のみを計測すればよい。

【0074】以下、軸判定処理手順を図14のフローチャートを用いて説明する。

【0075】まず、ステップ110において判定用d軸電流信号 $idl^*$ を印加する。この場合の $idl^*$ は、先で説明

した磁極位置推定で用いた $id1^*$ と同一なものでよい。続いてステップ 1 1 1 で $id1^*$ 印加によって流れる $d$ 軸電流 $id'$ の振幅値を検出する。 $id'$ は、印加する $id1^*$ が磁極位置推定時と同一なので磁極位置推定と同時に検出することができる。さらに、 $id'$ は先で説明した $iq'$ のピーク検出方法あるいは $iq'$ 変化量検出方法と同様な方法で振幅値を検出することができる。

【0076】次にステップ 1 1 2 において、検出された $id'$ の振幅値と予め設定されたしきい値との大小比較を行う。ここでは、 $Ld < Lq$ と仮定しているの、ステップ 1 1 2 において $id'$ の振幅値がしきい値よりも大きいと判断された場合は、電流制御系の応答が速い、すなわちインダクタンスが小さいことがわかるので、ステップ 1 1 3 において $\theta^*$ は $d$ 軸であると判断される。

【0077】それに対して、ステップ 1 1 2 において $id'$ の振幅値がしきい値よりも小さいと判断された場合は、電流制御系の応答が遅い、すなわちインダクタンスが大きいことがわかるので、ステップ 1 1 4 において $\theta^*$ は $q$ 軸であると判断され、 $\theta^*$ を $+90^\circ$ あるいは $-90^\circ$ 補正し $d$ 軸に修正される。

【0078】以上のように、軸判定に関しては磁極位置推定のために印加した推定用電流信号にตอบสนองする電流の振幅値を検出し、予め設定したしきい値と比較することにより得られた $\theta^*$ が $d$ 軸かあるいは $q$ 軸かを判定することができる。

【0079】最後に、本発明の第 5 の実施形態について説明する。

【0080】図 1 5 はモータ回転時の位相補正方法を示す図である。一般に、制御装置がデジタル装置であった場合は、モータ速度が高速になるとサンプリングによる位相遅れを考慮する必要がある。そこで、図 1 5 に示すように $d$   $q$ 変換部 4 で用いる位相推定値に対して 3 相変換部 3 で用いる位相を、乗算部 3 1 において速度推定部 2 3 で得られる $\omega_m$ にサンプリング相当の定数 $T_s$ を乗算し得られた位相分だけ加算器 3 2 で補正する。

【0081】以上より、モータ速度が高速になった場合においても制御系の安定性を確保することができる。

【0082】以上が、本発明の実施の形態である。ここでは推定用信号を $d$ 軸電流指令として、発生する $q$ 軸電流による磁極位置推定方法を中心に説明してきたが、推定用信号を $q$ 軸に印加し $d$ 軸電流による推定を行ってもよい。さらに電流の代わりに電圧を利用して推定は可能である。

【0083】電圧を利用して推定を行う場合の構成を図 1 9 に示す。

【0084】電圧を利用して推定を行う場合は、 $vq^*$ ピーク検出部 3 5 において $vq^*$ のピーク値 $v_{gh}$ を検出し、 $v_{gh}$ を入力として磁極位置推定部 9 において推定値 $\theta^*$ を演算する。磁極位置推定部 9 の構成は、図 6、図 7、

図 9、図 1 0、図 1 1 のいずれかの構成とすればよい。

【0085】

【発明の効果】本発明によれば、推定用信号によって流れる他方の直交する軸の電流を所定の位相で検出し乗算演算を行うことにより、簡易な方法でかつ高精度に同期モータの磁極位置を推定することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 $iq'$ のピーク値を検出して、ピーク値により磁極位置を推定する方式の構成を示す図である。

【図 2】 $iq'$ のピーク値を検出して、ピーク値により位相を補正する場合の波形の例を示す図である。

【図 3】 $iq'$ の $1/2$ 周期の変化量を検出して、変化量により磁極位置を推定する方式の構成を示す図である。

【図 4】 $iq'$ の $1/2$ 周期の変化量を検出し、変化量により位相を補正する場合の波形の例を示す図である。

【図 5】モータ駆動時の $iq'$ の波形の例を示す図である。

【図 6】磁極位置推定部の第 1 の構成例を示す図である。

【図 7】磁極位置推定部の第 2 の構成例を示す図である。

【図 8】速度制御部を有するシステムに磁極位置推定手段を用いた場合の構成を示す図である。

【図 9】速度推定部の構成例を示す図である。

【図 1 0】磁極位置推定部の第 3 の構成例を示す図である。

【図 1 1】磁極位置推定部の第 3 の構成例と等価な構成を示す図である。

【図 1 2】初期位置推定部の処理を示すフローチャートである。

【図 1 3】 $d$ 軸( $\theta = \theta^*$ )と $q$ 軸( $\theta = \theta^* \pm 90^\circ$ )の電流応答の違いを示す波形の例である。

【図 1 4】軸判定手段の処理手順を示すフローチャートである。

【図 1 5】モータ回転時の位相補正方法を示す図である。

【図 1 6】 $iq'$ の位置誤差 $\Delta\theta$ に対するゲイン特性を示す図である。

【図 1 7】 $iq'$ の位置誤差 $\Delta\theta$ に対する位相特性を示す図である。

【図 1 8】同期モータの $d$   $q$ 軸と制御座標 $d'$   $q'$ 軸との位置誤差を示す図である。

【図 1 9】電圧を入力として位置推定を行う場合の構成を示す図である。

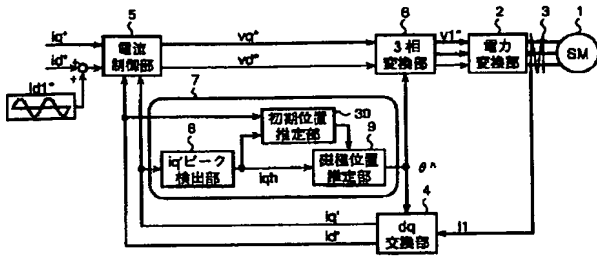
【符号の説明】

1…同期モータ、4… $d$   $q$ 変換部、5…電流制御部、6…3相変換部、7…磁極位置推定手段、8… $iq'$ ピーク検出部、9…磁極位置推定部、10… $iq'$ 変化量検出部、23…速度推定部、30…初期位置推定部。



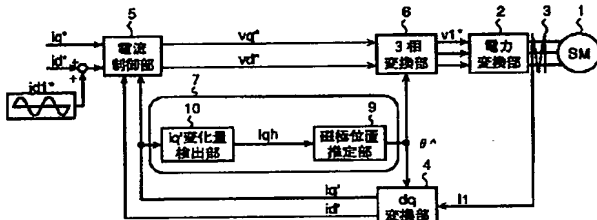
【図 1】

図 1



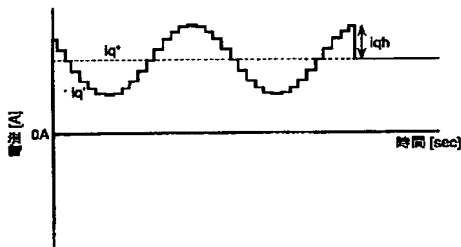
【図 3】

図 3



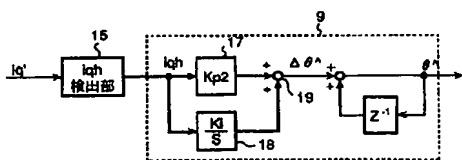
【図 5】

図 5



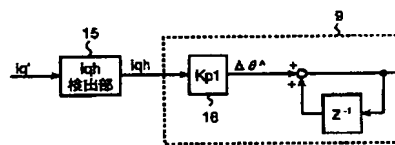
【図 7】

図 7



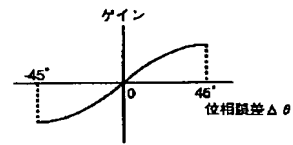
【図 9】

図 9



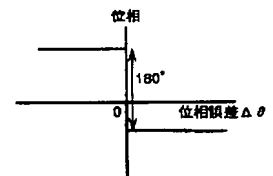
【図 16】

図 16



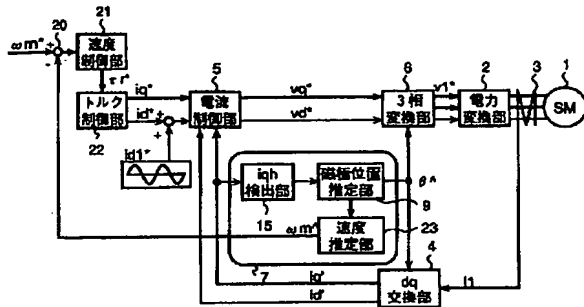
【図 17】

図 17



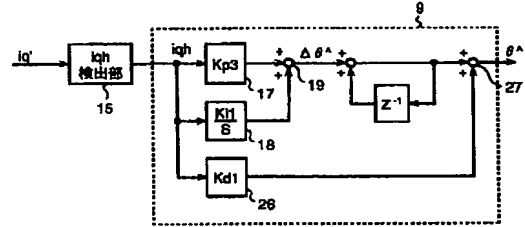
【図 8】

図 8



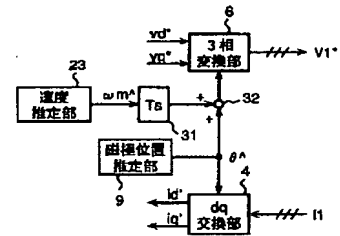
【図 10】

図 10



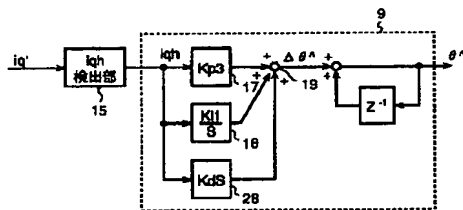
【図 15】

図 15



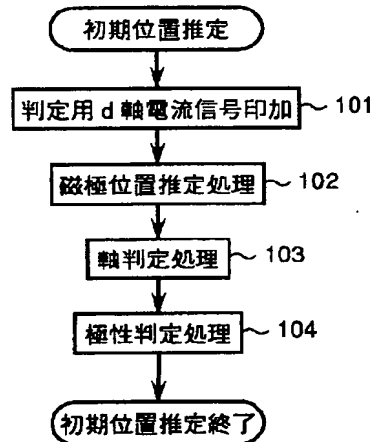
【図 11】

図 11



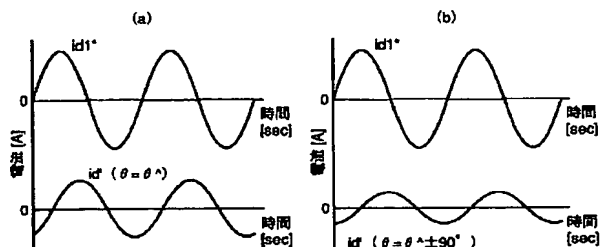
【図 12】

図 12



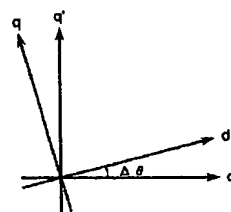
【図 13】

図 13



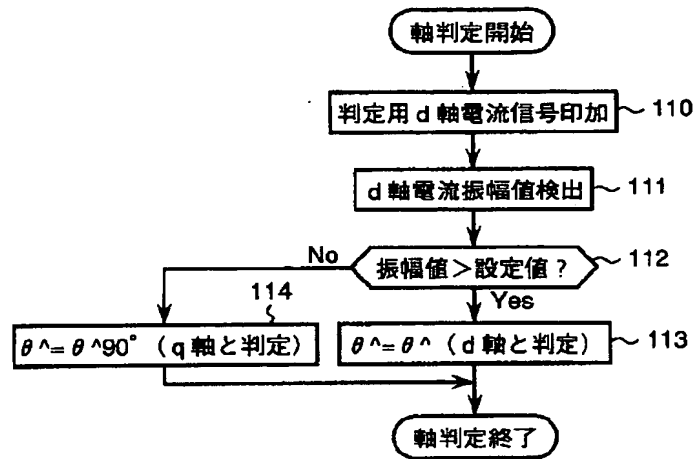
【図 18】

図 18



【図 14】

図 14



【図 19】

図 19

